NOWY ELEKTRONIK

12/92

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników cena 9500 zł

SPIS TREŚCI

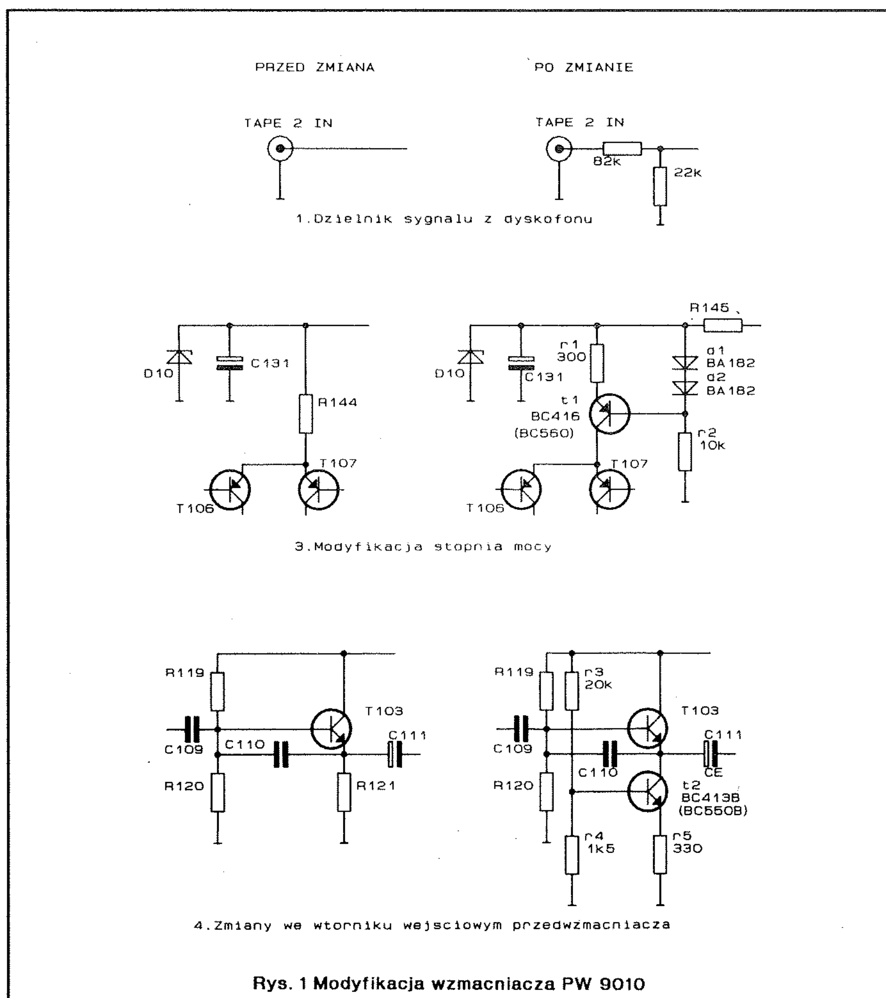
Modyfikacja wzmacniacza PW 9010

Współpraca wzmacniacza PW9010 ("Fonica") z dyskofonem CD obnażyła jego wady: duży poziom szumów i odczuwalny poziom zniekształceń. Jedynym rozsądnym sposobem poprawy jakości odbioru jest wymiana wzmacniacza na nowy, dobrej klasy. Jest to jednak rozwiązanie bardzo kosztowne. Wielokrotnie taniej jest wprowadzić modyfikacje do wzmacniacza, które złagodzą jego wady. Tak też postąpiłem kilka lat temu i przerobiony wzmacniacz jest do dziś bezawaryjnie eksploatowany. Opisu przeróbek wzmacniacza dokonam w oparciu o schemat ideowy zamieszczony w instrukcji obsługi (oraz opublikowany w "Radioelektroniku" 9/87). Zmiany zostały (rys.1) tak pomyślane, aby jak najmniejszym nakładem pracy i środków, uzyskać maksymalny efekt. Przedstawię je w kolejności: od najprostszych (i najszybszych do realizacji), po bardziej kłopotliwe.

1.Dzielnik napięciowy sygnału z dyskofonu. Dyskofon podłączony jest do wejścia TAPE 2. Duży poziom sygnału z dyskofonu powodował przesterowywanie stopnia wejściowego przedwzmacniacza i powstawanie odczuwalnych słuchem zniekształceń. Jest to przeróbka najprostsza do wykonania. Po zdjęciu pokrywy obudowy, odlutowujemy od gniazd "cinch" TAPE 2 IN przewody i montujemy dzielniki (rys.1).

2.Wymiana tranzystorów T103... 105 w przedwzmacniaczu, z BC239B na niskoszumowe z prawdziwego zdarzenia, typu BC413B. Dzisiaj możnaby polecić jeszcze lepsze tranzystory BC550. W pierwszej kolejności należy wymienić T105, który ma największy wpływ na poziom szumów przedwzmacniacza.

3.Przeróbka stopnia wejściowego wzmacniacza mocy (rys.1). Zamiast rezystora R144 wstawiamy źródło prądowe z prawdziwego zdarzenia (elementy r1, r2, d1, d2, t1). Ponieważ praktycznie całe wzmocnienie na-



Rys. 1 Modyfikacja wzmacniacza PW 9010

Skład - P.W. "ARTCOM"
Wydawca - P.W. "ARTCOM"
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im W.Kulerskiego, Droga Mazowiecka 23, 86-300 Grudziądz

Adres Redakcji

P.W. "ARTCOM", Redakcja NOWEGO ELEKTRONIKA, skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1, tel. 418-84 wew. 32

Redaguje zespół: J. Ryszard Świątkowski - red. naczelny, Jarosław Bereda, Wiesława Oleszczuk,Dariusz Mickiewicz, Janusz Mikowicz

Stali współpracownicy:

Bieńkowski Dariusz, Dąbrowski Witold, Krzysztofek Robert, Pędzik Zbigniew, Szczęśniewicz Sławomir, Rode Aleksander.

Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów

pięciowe wzmacniacza mocy skoncentrowane w wejściowym stopniu różnicowym (T106, T107), możnaby w celu zmniejszenia szumów wzmacniacza mocy wymienić zastosowane tu tranzystory niskoszumowe BC416C na lepsze: BC560C.

4.Zwiększenie liniowości wtórnika wejściowego. Wylutowujemy rezystor R121 i zamiast niego wstawiamy aktywne obciążenie w postaci źródła prądowego (elementy r3, r4, r5, t2).

Można jeszcze pokusić się o wymianę elektrolitycznych kondensatorów sprzęgających: C111, C114, C115, C118, C122, C125, na tantalowe.

Nie dysponowałem możliwością dokonania pomiarów parametrów wzmacniacza przed i po przeróbce. Subiektywnie różnica jest odczuwalna. Wyraźnie mniejszy jest poziom szumów. Brzmienie wzmacniacza jest bardziej miękkie i subtelniejsze.

Leszek Madeja

Konwerter napięcie - współczynnik wypełnienia

Konwerter napięcia na współczynnik wypełnienia w cyklu pracy może być użyteczny w wielu zastosowaniach - przede wszystkim we wszelkiego rodzaju układach formowania impulsów. Przedstawiony na Rys.1 układ jest zewnętrznie wyzwalany i generuje prostokątny sygnał TTL (dla dużych szybkości CMOS) z cyklem pracy, który jest liniową funkcją napięcia sterującego V_C, przykładanego poprzez rezystor 1M do wejścia integratora U2 - Rys.1. Okres wyjściowego sygnału TTL jest ustalony przez częstotliwość zewnętrznego sygnału wyzwalającego f_{IN}. Cykl pracy jest częstotliwościowo niezależny w szerokim zakresie częstotliwości wyzwalających f_{IN}.

Obwód składa się z wyzwalanego dodatnim zboczem monostabilnego multiwibratora (U1) i z analogowego integratora (U2). Układ (U1) z rodziny HC lub HCT generuje impulsy trwające t_w, sterowane przez prąd kolektora tranzystora T1, w odpowiedzi na narastające zbocza częstotliwości wyzwalającej f_{IN}. Cykl pracy wyjścia układu U1 jest równy t_w*f_{IN}. Średnia wartość wyjściowego sygnału prostokątnego jest proporcjonalna do cyklu pracy (współczynnika wypełnienia okresu). Jako wynik całkowania cyklu pracy, integrator (U2) będzie dostarczał sygnału błędu dla pętli sprzężenia zwrotnego. Ten sygnał steruje szerokością wyjściowych impulsów z U1 (t_w), utrzymując cykl pracy na stałym poziomie przy określonej wartości napięcia sterującego V_C, gdzie cykl pracy = 1 - V_C/5 (dla napięcia zasilania = +5[V] i V_C w przedziale 0÷+5[V]). Aby otrzymać cykl pracy wprost proporcjonalny do napięcia sterującego, należy zastosować analogowy inwerter, który dostarczy 5[V] - V_C.

Układ jest zasilany napięciem +5[V]. Ponieważ to napięcie jest również używane jako napięcie odniesienia, musi być ono stabilne, aby zapewnić dokładność konwersji napięcie - cykl pracy. Dla wartości elementów wyspecyfikowanych na Rys.1 układ konwertera jest stabilny i dokładny w granicach częstotliwości od 100[Hz] do około 1[MHz]. Czas ustalania cyklu pracy dla dużych i szybkich zmian napięcia sterującego V_C jest równy około 1 sekundy. Limit górnej częstotliwości f_{IN} jest stosowny do minimalnej szerokości impulsu t_{Wmin} ≈ 50[ns], który może być wygenerowany przez multiwibrator i do czasu powrotu do stanu stabilnego multiwibratora monostabilnego (V1) t_R ≈ 30[ns]. Dolna granica częstotliwości f_{IN} jest zależna od parametrów RC integratora (UR). Dla utrzymania stabilności układu parametry RC powinny być dużo większe od okresu częstotliwości wyzwalającej f_{IN}. Tu jednak należy zwrócić uwagę, że duża wartość stałej czasowej RC zwiększa czas ustalania obwodu - w odpowiedzi na zmiany napięcia sterującego V_C.

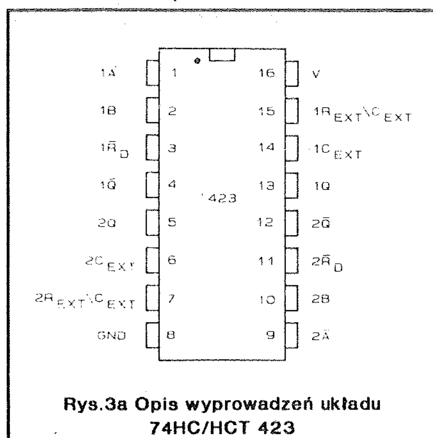
Dla zadanej wartości częstotliwości wyzwalania f_{IN}, najmniejszy cykl pracy jest zdeterminowany przez t_{Wmin} (minimalna szerokość impulsu multiwibratora monostabilnego (U1)), a największy cykl pracy przez t_r (czas powrotu do stanu stabilnego multiwibratora monostabilnego (U1)). Na przykład, jeżeli f_{IN} = 10[kHz], wówczas minimalny cykl pracy jest określony zależnością

$t_{Wmin}*f_{IN}$ => 50[ns]*10[kHz]= 0.0005,

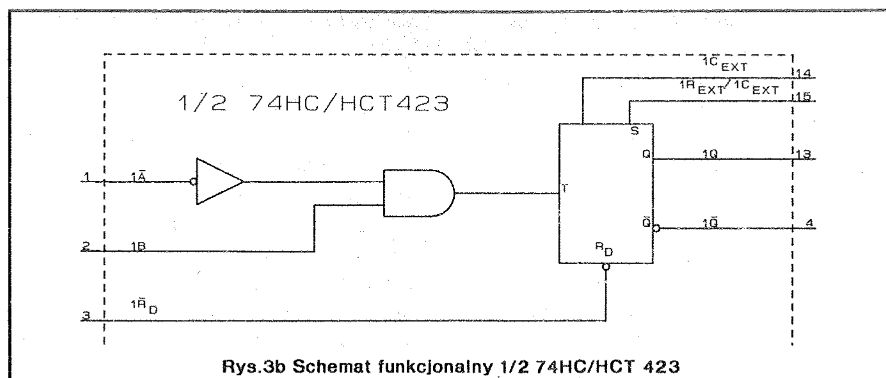
natomiast maksymalny cykl pracy wynosi

Rys.1 Układ konwertera napięcia (V_C) na cykl pracy

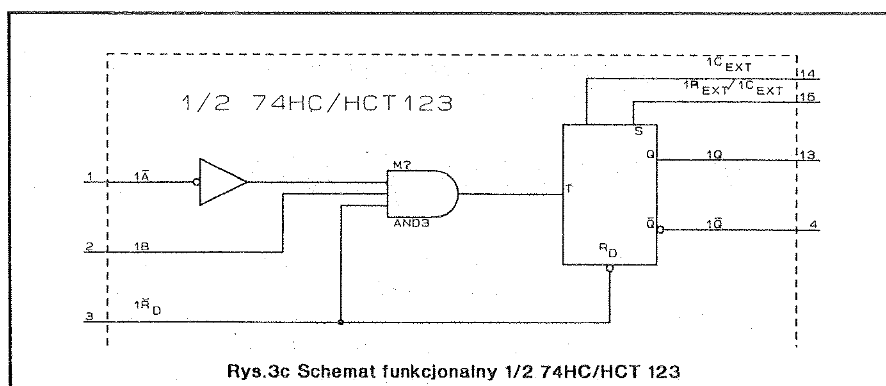
Rys.2 Przy wysokich częstotliwościach, kiedy układ jest używany jako konwerter napięcia na przesunięcie fazy, czas propagacji t_P musi być uwzględniany



Rys.3a Opis wyprowadzeń układu 74HC/HCT 423



Rys.3b Schemat funkcjonalny 1/2 74HC/HCT 423



Rys.3c Schemat funkcjonalny 1/2 74HC/HCT 123

$1-t_R*f_{IN} \Rightarrow 1-30[ns]*10[kHz]=0.9997$.

Jednakowoż działanie z ekstremalnie dużą wartością cyklu pracy nie jest zalecane, ponieważ multiwibrator może zostać ponownie wyzwolony w odpowiedzi na efekt zakłóceń lub wahań impulsów f_{IN} i wówczas impuls wyjściowy zostałby stracony i integrator (U2) przekłamywałby na wartości średniej cyklu pracy obliczanej na swoim wyjściu, co w efekcie dałoby błędy w konwersji.

Tak więc, cykl pracy w okolicach 1 jest raczej teoretyczny i praktycznie nie zalecany.

Należy zauważyć, że dodatnie zbocze sygnału wyjściowego jest przesunięte o fazę Φ w stosunku do dodatniego zbocza sygnału wejściowego. Φ można obliczyć na podstawie zależności:

Φ [w stopniach] = 360 (1 - V_c/5).

W związku z tym układ może być używany jako częstotliwościowo niezależny przetwornik napięcia sterującego V_c na przesunięcie fazy Φ według powyższego wzoru, dla TTL-owych sygnałów wyzwalających f_{IN}. Jakkolwiek dla bardzo wysokich częstotliwości pracy dodatkowe przesunięcie fazowe spowodowane przez opóźnienie związane z czasem propagacji t_P ≈ 40[ns] musi być uwzględniane - Rys.2, gdyż powodować będzie dodatkowe przesunięcie. Jeśli jednak jako punkt odniesienia zastosujemy ujemne zbocze sygnału wyjściowego zamiast dodatniego zbocza sygnału wejściowego przy przesunięciu fazowym, to przesunięcie wynikające z czasu propagacji t_P będzie nieistotne - Rys.2.

Parę słów o układzie 74HC/HCT 423.

Jest to podwójny monostabilny multiwibrator wyzwalany dodatnim lub ujemnym zboczem z możliwością Reset-u w dowolnym momencie. Na Rys.3a przedstawiono konfiguracje pinów układu, natomiast na Rys.3b schemat funkcjonalny układu. Układ typu '423 jest identyczny z układem typu '123 jednak nie może być wyzwalany przez Reset - porównaj ze schematem funkcjonalnym układu typu '123 - Rys.3c. Krótki opis wyprowadzeń układu '423 przedstawia Tabela 1, natomiast funkcjonowanie układu obrazuje Tabela 2.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
1. ED 21/90
2. PHILIPS Data handbook - Electronic components and materials Integrated circuits Book IC06 - 1988 "High - speed CMOS PC 74HC/HCT/HCV Logic family".

Tabela 1. Funkcje wyprowadzeń układu 74HC/HCT423

Nr pinu	Symbol	Nazwa i funkcja wyprowadzenia
1, 9	1Ā, 2Ā	wejścia wyzwalające (wyzwalanie ujemnym zboczem)
2, 10	1B, 2B	wejścia wyzwalające (wyzwalanie dodatnim zboczem)
3, 11	$1\bar{R}_D$, $2\bar{R}_D$	bezp. wejście zerowania (aktywny poziom niski)
4, 12	1Q̄, 2Q̄	wyjścia (aktywny poziom niski)
7	$2R_{EXT}/C_{EXT}$	podłączenie zewn. rezystora/kondensatora
8	GND	masa (0[V])
13, 5	1Q, 2Q	wyjścia (aktywny poziom wysoki)
14, 6	$1C_{EXT}$, $2C_{EXT}$	podł. zewnętrznego kondensatora
15	$1R_{EXT}/C_{EXT}$	podł. zewnętrznego rezystora/kondensatora
16	V_{CC}	napięcie zasilania $+V_{CC}$

Tabela 2. Funkcjonowanie układu

Wejścia			Wyjścia	
$n\bar{R}_D$	nĀ	nB	nQ	nQ̄
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	⎍	⎎
H	↓	H	⎍	⎎

H - wysoki poziom
L - niski poziom

Automatyczna ładowarka akumulatorów

Stałe utrzymywanie akumulatora w stanie naładowanym (nawet gdy pojazd nie jest używany) pokaźnie wydłuża czas jego poprawnej pracy. Opisany poniżej układ pozwala na ciągłe podładowywanie prądem, który może być dostarczany do akumulatora np. przez gniazdo zapalniczki.

Ładowarka składa się z: prostownika i regulatora.

Prostownik tworzą: transformator sieciowy Tr1, mostek prostowniczy B1 i kondensator wygładzający C1.

Prąd ładujący akumulator przepływa przez: stabilizator US1 i rezystory określające jego natężenie. Poszczególnym wartościom rezystancji odpowiadają następujące prądy:

47[Ω] 107[mA]
22[Ω] 230[mA]
10[Ω] 500[mA]
5[Ω] 1.0[A].

Diody D1-D4 pokazują aktualne położenie przełącznika. Elementy: T1, R1 i D5 zapewniają stałą jasność świecenia diod.

Gdy akumulator nie jest podłączony do wyjścia ładowarki, przekaźnik nie jest załączony i napięcie sieci nie dochodzi do układu.

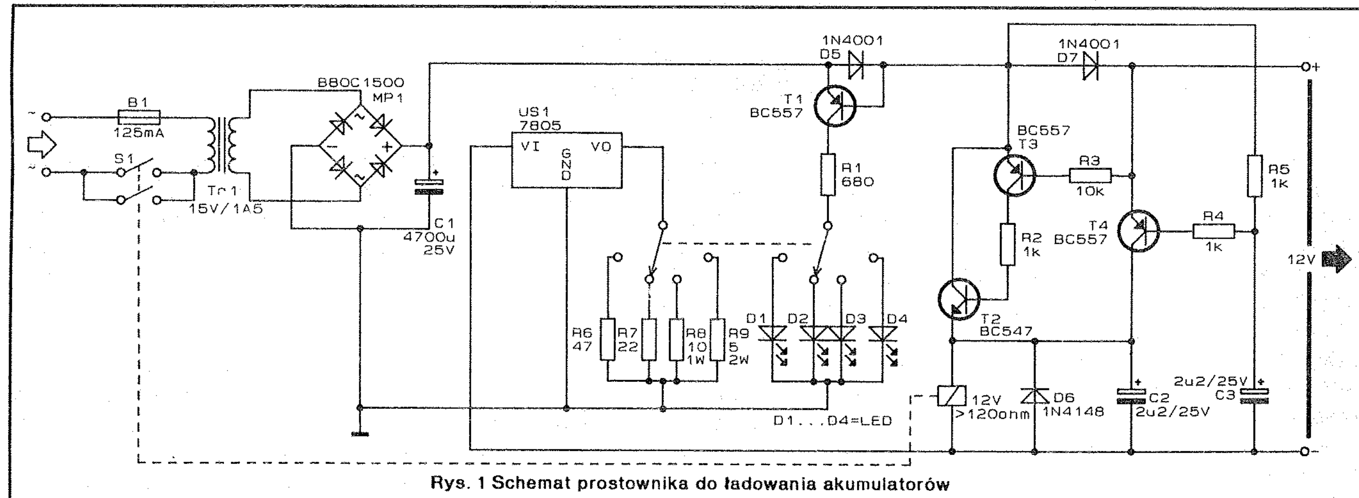
Po dołączeniu akumulatora, kondensator C3 zaczyna się ładować, tranzystor T4 przewodzi i przekaźnik zostaje załączony. Napięcie sieci zostaje podane na uzwojenie pierwotne transformatora, a akumulator jest ładowany prądem płynącym przez diodę D7. Odkładające się na niej napięcie powoduje włączenie tranzystorów: T3 i T2. Przekaźnik jest nadal załączony. T4 jest wyłączony.

Jeśli posiadamy całkowicie rozładowany akumulator, nie będzie on w stanie spowodować włączenia zasilania. W takiej sytuacji należy wykonać to ręcznie wykorzystując przełącznik S1.

Należy zaznaczyć, że przy wielokrotnie powtarzanym procesie ładowania akumulatora kwasowego istnieje niebezpieczeństwo rozłożenia na tlen i wodór dużej ilości wody i obniżenia poziomu elektrolitu poniżej górnej krawędzi płyt. Spowoduje to zasiarczenie odkrytych powierzchni i trwałą, częściową utratę pojemności. Z tego względu nie należy stosować prądu o natężeniu większym niż potrzeba. W większości przypadków wystarczy nastawienie ładowarki na najniższy zakres (ok. 100[mA]). Przy ładowaniu potężnych akumulatorów NiCd może być potrzebne większe natężenie prądu.

mgr inż. Witold Wrotek

Opracowano na podstawie:
Elektor Electronics, July/August 1991

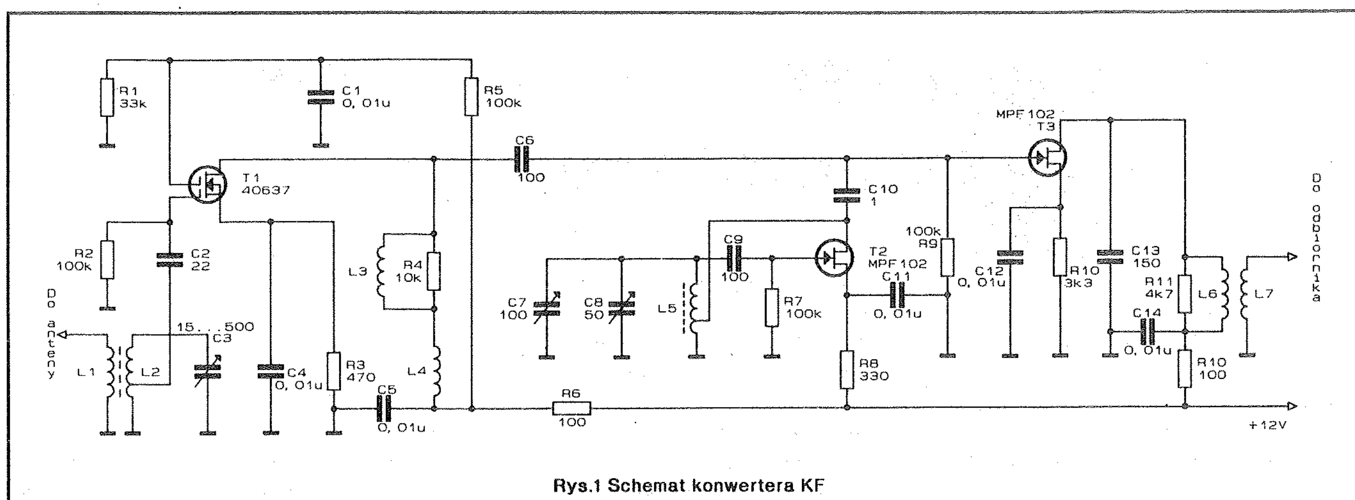


Rys. 1 Schemat prostownika do ładowania akumulatorów

KF konwerter

Konwerter ten pozwala na odbiór sygnałów amatorskich radiostacji i rozgłośni radiowych w zakresie częstotliwości 4-18MHz - rozgłośnie radiowe 49, 41, 31, 25, 19 i 16m i amatorskie 40, 30 i 20m. Interesującą właściwością konwertera jest brak przełącznika zakresów.

Sygnał z anteny podawany jest do obwodu wejściowego (jest on przestrajany przy pomocy zmiennego kondensatora C3 w zakresie 4÷18MHz). Następnie jest on podawany na szerokopasmowy wzmacniacz, który zrealizowany jest na dwubramkowym polowym tranzystorze T1. Heterodyna zbudowana jest na tranzystorze T2. Przy pomocy zmiennego kondensatora C7 pokrywa ona pasmo 7.5÷14.5MHz. Kondensator C8 zapewnia podstrajanie w pobliżu częstotliwości ustawionej przez kondensator C7 (dokładne nastrajanie). Sygnały z szerokopasmowego wzmacniacza i heterodyny podawane są na bramkę polowego



Rys.1 Schemat konwertera KF

tranzystora T3, realizującego funkcję mieszacza. Sygnał p.cz. (3.5MHz) wydzielany jest przez obwód L6C13. Następnie sygnał ten podawany jest przez cewkę C7 na wejście odbiornika.

Potrzebny zakres częstotliwości wybierany jest:
- przez strojenie heterodyny
- przez strojenie obwodu wejściowego

Obwód wejściowy określa jaką rzeczywistą częstotliwość (niższą lub wyższą od częstotliwości heterodyny) będzie przetwarzał konwerter.

W pierwszym przypadku odbierany zakres częstotliwości wynosi 4÷11MHz, a w drugim 11÷18MHz.

Indukcyjność cewki L2 wynosi 3.2μH, dławika L4 - 1mH, cewki L5 - 3μH, L6 - 15μH. Dławik L3 nawinięty jest na rezystor R4 (moc 0.125W) i zawiera 50 zwojów wykonanych przewodem o średnicy 0.3mm. Odgałęzienie cewki L2 jest zrealizowane na 1/2÷1/3 części jej uzwojenia, a cewki L5 na 1/4÷1/3 części jej uzwojenia. Stosunek liczby zwojów cewek L2 i L1 może leżeć w zakresie 9÷10, a cewek L6 i L7 - 8÷9.

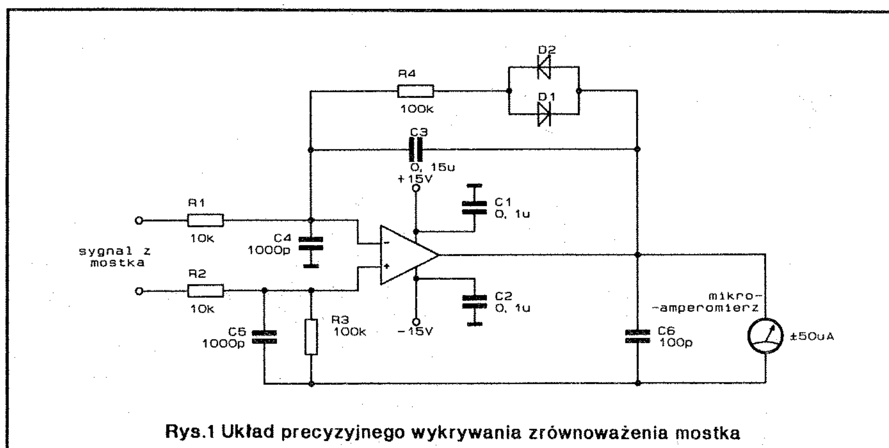
mgr inż. Zbigniew Pędzik

Opracowano na podstawie:
CQ ham radio 9/1989

Precyzyjnie równoważymy mostek

Mostki należą do najbardziej dokładnych przyrządów pomiarowych. Mostki wykorzystuje się do pomiaru rezystancji, pojemności, indukcyjności, impedancji i wielu innych wielkości. Jednak końcowa dokładność pomiaru zależy od tego z jaką dokładnością mostek został zrównoważony, czyli od precyzji określenia i ustawienia zera mostka.

Stare, bardzo delikatne, wrażliwe i niewygodne w użyciu galwanometry z plamką świetlną miały dokładność, czułość około 7[μV]/działkę. Nowoczesne elektroniczne detektory zera na wzmacniaczach operacyjnych oferują czułość rzędu 2[μV]/działkę oraz są o wiele wygodniejsze w użyciu i (co ważne) są o wiele tańsze. Ponadto dokładność obwodu automatycznie zwiększa się w miarę jak sygnał zbliża się do zera co pozwala niemal perfekcyjnie zrównoważyć mostek ustawiając zero mostka. Jako wzmacniacz operacyjny może być użyty dowolny wzmacniacz operacyjny o małym prądzie niezrównoważenia i małym dryfcie.



Rys.1 Układ precyzyjnego wykrywania zrównoważenia mostka

Działanie układu jest proste.

Zmienny sygnał z mostka podłączony jest do wejścia wzmacniacza operacyjnego bezpośrednio - Rys.1. Powoduje to zwyczajne zgrubne wskazania ±50μA na mikroamperomierzu, który służyć będzie jako wskaźnik zrównoważenia mostka - wskaźnik zera. Jednak zbliżając się do zrównoważenia mostka, czyli do punktu zero na mikroamperomierzu, poziom sygnału z mostka bardzo maleje, żądając tym samym coraz większego wzmocnienia aby rozdzielczość wskazań naszego mikroamperomierza rosła wraz z faktycznym równoważeniem mostka. Jednak utrzymanie stabilnego wzmacniacza operacyjnego staje się problemem. Zapewnienie cechy zmiennego wzmocnienia wzmacniacza operacyj-

nego wymaga, aby w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego była dynamiczna rezystancja, która zwiększałaby się tak, jak sygnał na wejściu wzmacniacza zmniejszałby swój poziom.

Dwie diody połączone jak na Rys.1 (D1 i D2) w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego spełniają taką funkcję. Zarówno dla dodatnich i ujemnych sygnałów wejściowych wzmacniacza. Wzmacniacz jest stabilny dla dużych wzmocnień.

Kondensatory C3, C5 i C6 redukują reakcje układu na wysokie częstotliwości. Kondensatory C1 i C2 filtrują napięcie zasilające wzmacniacz operacyjny.

Dla uproszczenia odczytu można ustawić w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza szereg stałych wartości, które możnaby skokowo przełączać i zmieniać wzmocnienie układu. Startujemy oczywiście z pomiarem dla małego wzmocnienia. Równoważymy mostek i przełączamy na kolejny większy stopień wzmocnienia. Postępujemy tak aż do momentu zrównoważenia mostka na największym wzmocnieniu układu wzmacniacza. Oczywiście musimy uważać, aby dla danego zakresu układ wzmacniacza był stabilny i stopniowo po zrównoważeniu mostka na niższym zakresie wzmocnienia przełączać na wyższy.

Bezpośrednie wejście na najwyższy stopień wzmocnienia bez zrównoważonego wstępnie mostka może uszkodzić układ mikroamperomierza.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
ED 3/1989

Elektroniczny przełącznik 8-kanałowy sygnałów analogowych z możliwością kodowania wejścia

Na Rys.1 przedstawiono schemat analogowego przełącznika 8 - kanałowego z możliwością kodowania dowolnego wejścia i zbudowanego w oparciu o układ CD 4051.

W skład układu wchodzą:

* licznik rewersyjny 74193 U1
* układ bezodbiciowy z przełącznikiem monostabilnym SW2 służącym do zmiany stanu wyjść licznika
* dekoder kodu BCD na kod wyświetlacza siedmiosegmentowego U2
* wyświetlacz siedmiosegmentowy - wspólna anoda
* 8 - kanałowy multiplexer/demultiplexer CD 4051 U5
* multiplexer/selektor danych 74151 U3
* układ zadawania stanów logicznych na wejścia selektora danych (przełącznik SW1 typu SW DIP-8 wraz z układem 8 rezystorów).

Do układu można doprowadzić 8 niezależnych sygnałów analogowych. Numer przełączanego sygnału analogowego wybiera się przełącznikiem monostabilnym SW2 w układzie bezodbiciowym, zbudowanym na bramkach NAND 7400, pracujących jako przerzutnik RS. Układ bezodbiciowy eliminuje efekty uboczne występujące przy przełączaniu, objawiające się przypadkowymi stanami licznika. Licznik zlicza w górę liczbę przełączeń, wyświetlając na bieżąco stan występujący na wyjściu licznika, za pośrednictwem dekodera 7447 U2 na wyświetlaczu siedmiosegmentowym. Wyjścia licznika doprowadzone są do wejść adresowych 8 kanałowego multiplexera/demultiplexera CD 4051 U5. Każde przełączenie powoduje zmianę stanu licznika na wyjściu o 1. Zmienia się więc również stan na wejściu adresowym analogowego multiplexera, a zatem na wyjściu układu pojawi się sygnał o zadanym adresie.

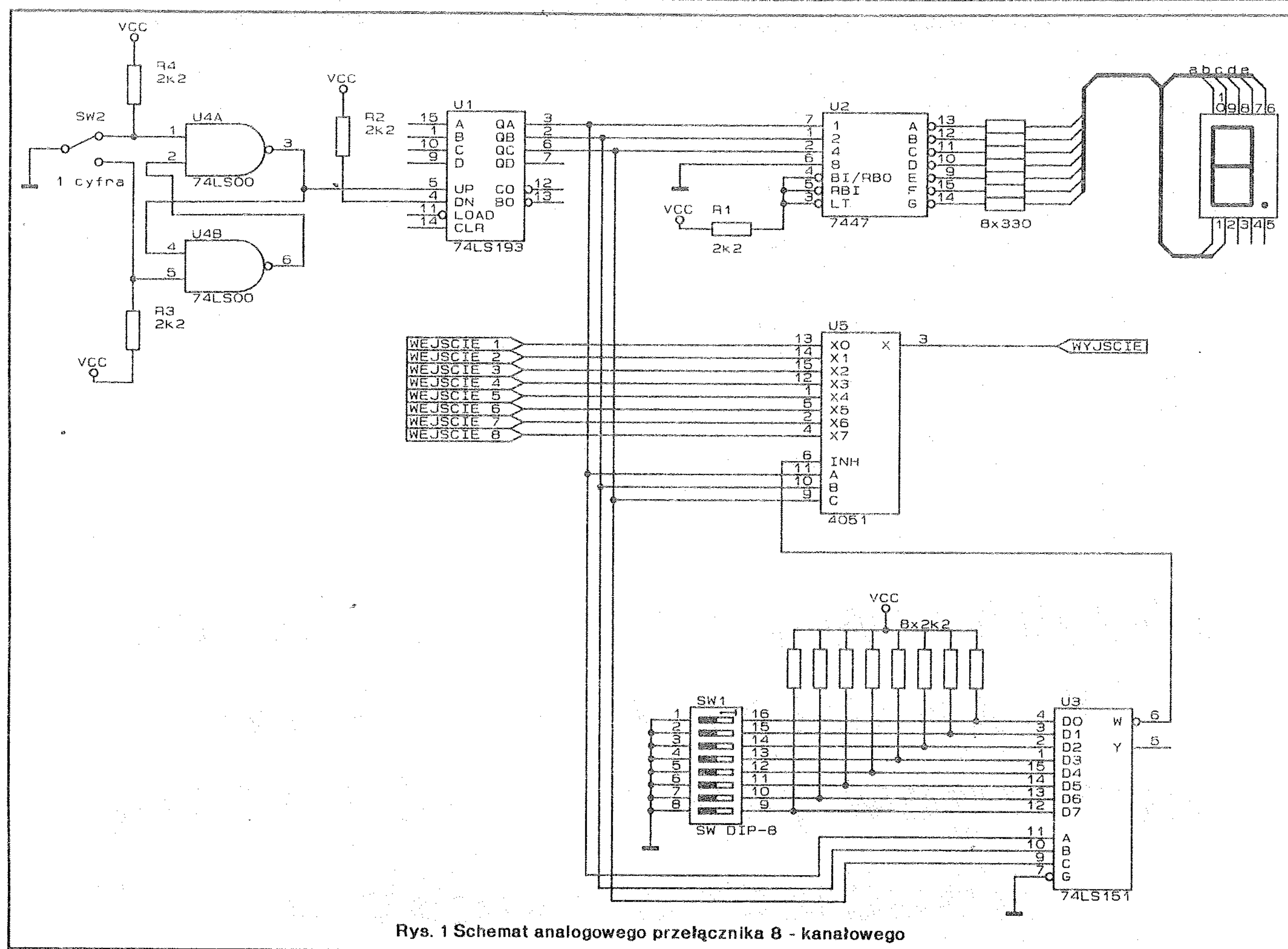
Układ CD 4051 wyposażony został w dodatkowe wejście INH ($\overline{E}$ - enable input). Umożliwia ono przy aktywnym stanie niskim multiplexowanie wejść. Jeśli do tego wejścia dołączymy sygnał będący w stanie wysokim, to spowoduje on odłączenie wejścia zaadresowanego od wyjścia. Cechę tę można wykorzystać do kodowania określonych sygnałów wejściowych multiplexera.

Uzyskamy to dołączając do 8 kanałowego multiplexera/demultiplexera układ selektora danych z programowanym wejściem. Wyjście z selektora 74151 U3 jest dołączone do wejścia INH ($\overline{E}$) układu CD 4051.

Do układu selektora danych na jego wejście adresowe doprowadzone są linie będące wyjściem licznika, a zarazem adresem przełączanego sygnału analogowego. Tak więc 8 kanałowy multiplexer CD 4051 współbieżnie przełącza wejścia wraz z selektorem danych. Na wejściu selektora danych znajduje się układ umożliwiający programowanie stanu wejścia selektora 74151. Rolę tę spełnia przełącznik SW1 typu SW DIP-8 z dołączonym układem rezystorów. Ustawienie przełącznika na konkretnej linii wejściowej selektora w pozycji OFF, spowoduje ustawienie linii w stan wysoki, natomiast ustawienie w pozycji ON ustali stan logiczny "0".

Każde z wejść, zarówno multiplexera analogowego jak i selektora danych ma swój adres, wyświetlany na wyświetlaczu siedmiosegmentowym (patrz Tabela 1).

W celu zakodowania numeru sygnału analogowego przełączanego w układzie CD 4051 należy pod jego adresem ustawić na odpowiednim wejściu stan "0".



Rys. 1 Schemat analogowego przełącznika 8 - kanałowego

Tabela 1.

8-kanałowy multiplexer analogowy CD 4051		Selektor danych 74151	Adres Q_C	Q_B	Q_A
WEJŚCIE 1	X0	D0	0	0	0
WEJŚCIE 2	X1	D1	0	0	1
WEJŚCIE 3	X2	D2	0	1	0
WEJŚCIE 4	X3	D3	0	1	1
WEJŚCIE 5	X4	D4	1	0	0
WEJŚCIE 6	X5	D5	1	0	1
WEJŚCIE 7	X6	D6	1	1	0
WEJŚCIE 8	X7	D7	1	1	1

Przykład:

Jeżeli chcemy by WEJŚCIE 6 było sygnałem zakodowanym, należy wejście D5 układu selektora danych 74151 ustawić w stan 0. Pozostałe wejścia powinny znaleźć się w stanie logicznej "1" (przełącznik SW1 SW DIP-8 w pozycji OFF).

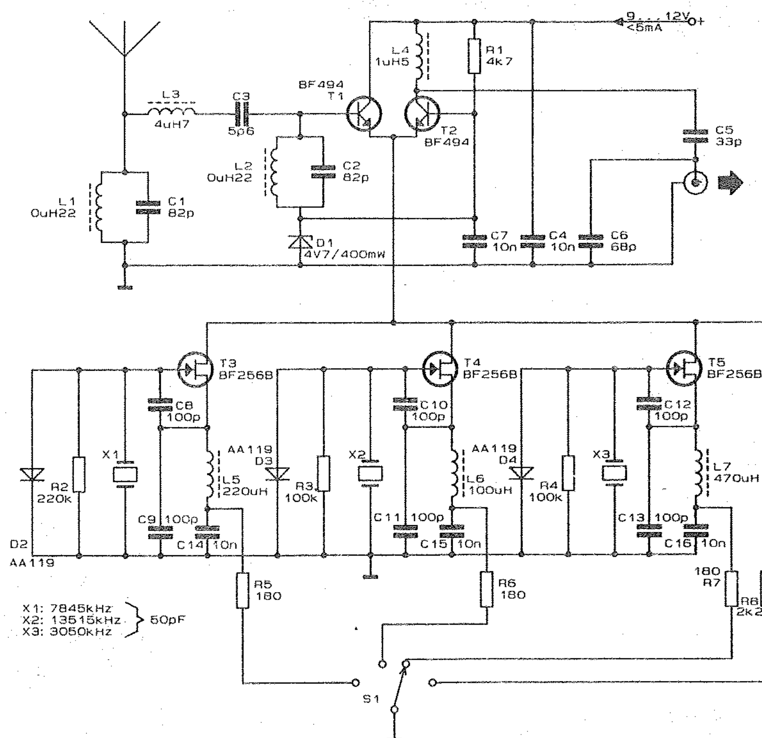
mgr inż. Dariusz Bieńkowski

Wskaźnik zajętości pasma

Sterowane drogą radiową modele często wymykają się w niespodziewanych momentach spod kontroli i ulegają rozbiciu. Wiele "katastrof" nie jest spowodowanych uszkodzeniem nadajnika lub odbiornika. Częstym ich powodem są zakłócenia występujące w wykorzystywanym pasmie częstotliwości. Źródła ich mogą być różnorodne: praca "pirackich" radiostacji, znajdowanie się w zasięgu działania innego nadajnika itd. Z powyższych względów, wielce pomocne może się okazać urządzenie dające możliwość przed rozpoczęciem lotu (i w czasie jego trwania) stwierdzenia czy w wybranym przez nas pasmie częstotliwości panuje cisza.

Poniższy układ jest uproszczonym odbiornikiem pozwalającym na monitorowanie pasma 27 [MHz]. Odebrane sygnały są filtrowane (26...41[MHz]) i podawane na wejście wzmacniacza różnicowego T1-T2. Ponieważ źródło prądowe tego stopnia zawiera układ oscylatora, zatem wzmacniacz funkcjonuje jako mieszacz. Układ wyjściowy: L4-C5-C6 jest nastrojony na częstotliwość 27.2[MHz].

Wartości kwarców zostały dobrane pod kątem 40-kanałowego podziału pasma. Gdy przełącznik znajduje się w pozycji "A", wówczas układ pracuje jako wzmacniacz antenowy; w pozycji "B" kanały 38...49 są zamieniane w 8...19; w pozycji "C" kanały 50...53 są zamieniane w 20...23; i w pozycji "D" kanały 61...79 są zamieniane w 21...39.



Rys. 1 Schemat wskaźnika zajętości pasma

Odbiornik do, którego zostanie dołączony monitor nie musi mieć możliwości odbioru sygnałów FM: odbiornik AM może pracować z sygnałami FM po odstrojeniu monitora o kilka [kHZ].

mgr inż. Witold Wrotek

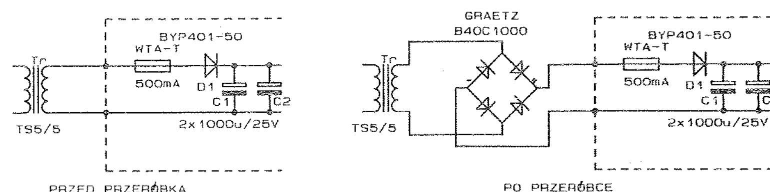
Opracowano na podstawie:
Elektor Electronics, July/August 1985

Usprawnienie gramofonu G-464

Artykuł przedstawia proste usprawnienie dokonane w gramofonie G-464 "Fonica", które istotnie poprawia ważne parametry użytkowe tego urządzenia. Usprawnienia tego można dokonać w innych gramofonach "Foniki" posiadających w zasilaczu prostownik jednopołówkowy. Będą to chyba wszystkie typy gramofonów hi-fi tej firmy, za wyjątkiem starego, poczciwego "Daniela".

Eksploatacja gramofonu G-464 z wysokiej klasy wzmacniaczami: korekcyjnym i mocy, obnażyła bezlitośnie jego wadę. Po zakończeniu odtwarzania płyty, gdy podniesione ramię pozostawało uniesione nad środkiem talerza, z głośników wydostawał się charakterystyczny i nieprzyjemny brum sieciowy.

Przyczyną przydźwięku był transformator sieciowy. Nie jest on ekranowany. I faktycznie nie ma takiej potrzeby, gdyby układ elektroniczny zaprojektowany był rozsądnie. Błąd czy też nadmiar oszczędności (w miejscu gdzie nie wolno było tego robić!) sprawił, że prostownik zasilacza ma tylko jedną diodę prostowniczą. Nie wiem ile zaoszczędza się rezygnując z trzech dodatkowych diod (czyli mostka Graetza), ale traci się bardzo dużo. Obejrzałem kilka schematów różnych typów gramofonów hi-fi z "Foniki". Prostownik jednopołówkowy w zasilaczu króluje na nich niepodzielnie. To, że utrzymał się tak długo (chyba do dziś) nie świadczy dobrze o firmie.



Rys. 1 Modyfikacja zasilacza gramofonu G-464

Interesujący nas fragment schematu gramofonu G-464 przedstawiony jest na rys.1. Nierównomiernie obciążony transformator rozgrzewany jest przez impulsy prądowe doładowujące kondensatory elektrolityczne C1, C2. Tak pracujący transformator jest źródłem silnego pola zakłócającego indukującego się we wkładce, a słyszanego w głośnikach jako nieprzyjemny brum. Zastosowanie mostka Graetza dwukrotnie obniża amplitudę impulsów prądowych radykalnie zmniejszając słyszalność brumu. Podwyższona zostaje niezawodność sprzętu, gdyż transformator rozgrzewa się do mniejszej temperatury. Można teraz, zachowując ten sam poziom tętnień napięcia wyjściowego prostownika, zmniejszyć dwukrotnie wartość pojemności filtru, czyli zrezygnować z jednego kondensatora elektrolitycznego (C1 albo C2). I to jest sensowna oszczędność.

Przeróbki dokonałem bezpośrednio po zakupie gramofonu. Aby nie demontować obudowy i nie naruszać plomb gwarancyjnych, zdecydowałem się na "dostawienie" mostka Graetza, bez dokonywania jakichkol-

wiek zmian na płytce elektroniki. W tym celu zdjąłem talerz, uzyskując dostęp do transformatora sieciowego. Następnie zdemontowałem plastykową osłonę transformatora i wlutowałem scalony małogabarytowy (pod osłoną jest bardzo mało miejsca!) mostek Graetza (typu B40C1000). Schemat zasilacza po przeróbce przedstawiony jest na rys.1. Tak przerobiony gramofon ma w porównaniu z oryginalnym wyrobem fabrycznym następujące dodatnie cechy:

- poziom przydźwięku sieciowego obniżył się radykalnie, tak że przy normalnych poziomach głośności nie jest on słyszalny
- łatwiejszy jest "rozruch" silnika i talerz gramofonu zdecydowanie szybciej rozpędza się do nominalnej prędkości obrotowej
- mniejszy o ok. 25% jest pobór mocy z sieci

Wyniki pomiarów mocy pobieranej z sieci przy podniesionym ramieniu (tzn. przy wyłączonym elektromagnesie) przedstawia tabela 1.

Przerobiony gramofon jest eksploatowany z powodzeniem już ponad dwa lata.

Leszek Madeja

LITERATURA:
1.J.Pawłowski "Nieliniowe układy analogowe" WKiŁ Warszawa 1979
2.Instrukcja obsługi gramofonu G-464

Tabela 1.

Prędkość obrotowa	pobór mocy	
	przed przeróbką	po przeróbce
33 obr./min.	8,4VA	5,9VA
45 obr./min	8,4VA	5,9VA
napęd wyłączony	7,1VA	5,3VA

Redukcja szumów sprzęgiem stałoprądowym

Decydując się na sprzęg stałoprądowy zamiast zmiennoprądowego (poprzez kondensator) można zredukować szumy skojarzone z przedwzmacniaczem dla magnetycznych głowic czytających, w szczególności w paśmie niskich częstotliwości. Przedwzmacniacz firmy National Semiconductor typu LM 1897 może tłumić szumy w paśmie niskich częstotliwości ze współczynnikiem 10 - Rys.1.

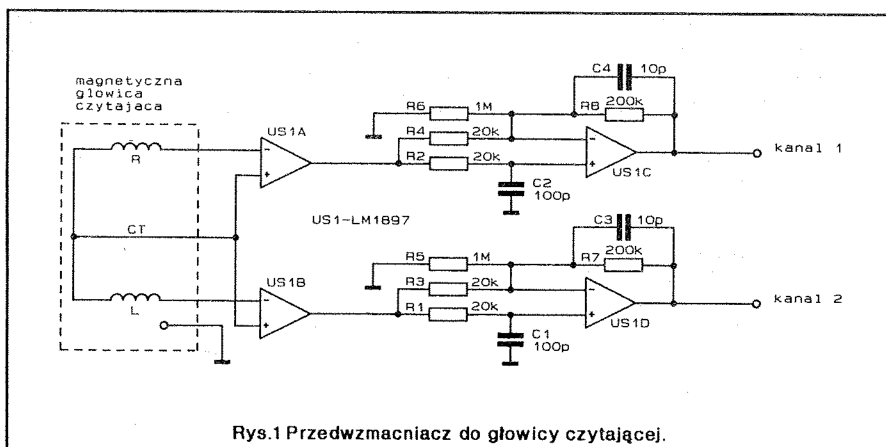
Takie rozwiązanie jest bardzo przydatne w naturalnie zakłócanych środowiskach szybkich procesów przetwarzania danych jak np. odczyt kart kredytowych, czeków bankowych, biletów lotniczych i innych obiektów w ruchu, obiegu.

Układ LM 1897 eliminuje pojemnościowe sprzężenie pomiędzy głowicą czytającą a przedwzmacniaczem stosowane przy sprzęganiu zmiennoprądowym. Ponieważ LM 1897 ma bardzo dużą impedancję dla niskich częstotliwości, kondensator sprzęgający stanowiłby źródło szumów w tym zakresie częstotliwości. Sprzężenie zmiennoprądowe z przedwzmacniaczem o wysokiej impedancji wejściowej skłania do podbijania poziomu szumów z otoczenia. Głowica czytająca jakkolwiek ma niską rezystancję własną typowo około 50[Ω] i jest mało podatna na podbijanie poziomu szumów. Jednak mimo, że układ LM 1897 ma bardzo niewielki początkowy prąd polaryzacji, zaledwie 2[μA] w najgorszym wypadku, to ten niewielki prąd początkowy polaryzacji układu LM 1897 przepływa przez małą rezystancję głowicy czytającej i generuje niewielkie szumy maksymalnie o poziomie 2μA x 50Ω = 100[μV]. Zatem mimo wszystko pierwszy stopień przedwzmacniacza będzie powodował niewielkie szumy własne.

Podsumowując, układ przedwzmacniacza na LM 1897 eliminuje sprzężenie pojemnościowe zmiennoprądowe i redukuje szumy w paśmie niskich częstotliwości dla zastosowań w układach z magnetycznymi głowicami czytającymi.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
ED 1/1989.



Rys.1 Przedwzmacniacz do głowicy czytającej.

Cyfrowy koder rozruchu silnika

Ukryty wyłącznik rozruchu silnika z cyfrowym kluczem kodowym - 4096 kombinacji!

Praktyka pokazuje, że wzmacnianie zamków drzwi w samochodzie czy też stosowanie najnowocześniejszych alarmów samochodowych nie jest tak skuteczne przed kradzieżami samochodów jak zmyślnie ukryte wyłączniki zapłonu.

Niektóre z produkowanych seryjnie samochodów wyposażone są w takie kodowane wyłączniki zapłonu np. Citroen XM 6V. Cyfrowe kodery zapłonu nie dają 100% zabezpieczenia przed kradzieżą, są jednak pewną przeszkodą dla złodziei. Ogólny schemat elektryczny obwodu rozruchu przedstawia RYS.1. W skład obwodu wchodzą : akumulator, wyłącznik zapłonu ("stacyjka"), rozrusznik z włącznikiem elektromagnetycznym. Na RYS.1. przedstawiono miejsce dołączenia do istniejącej instalacji elektrycznej cyfrowego kodera rozruchu silnika zwanego dalej koderem zapłonu. Schemat elektryczny układu kodera zapłonu przedstawiono na RYS.2. Zasada działania układu polega na wprowadzeniu przez użytkownika kodu cyfrowego czyli klucza za pomocą trzech switchów SW1, SW2, SW3, a następnie zatwierdzenia przełącznikiem START. Układ sprawdza czy wprowadzony kod jest właściwy (klucz wybierany jest indywidualnie przez użytkownika).

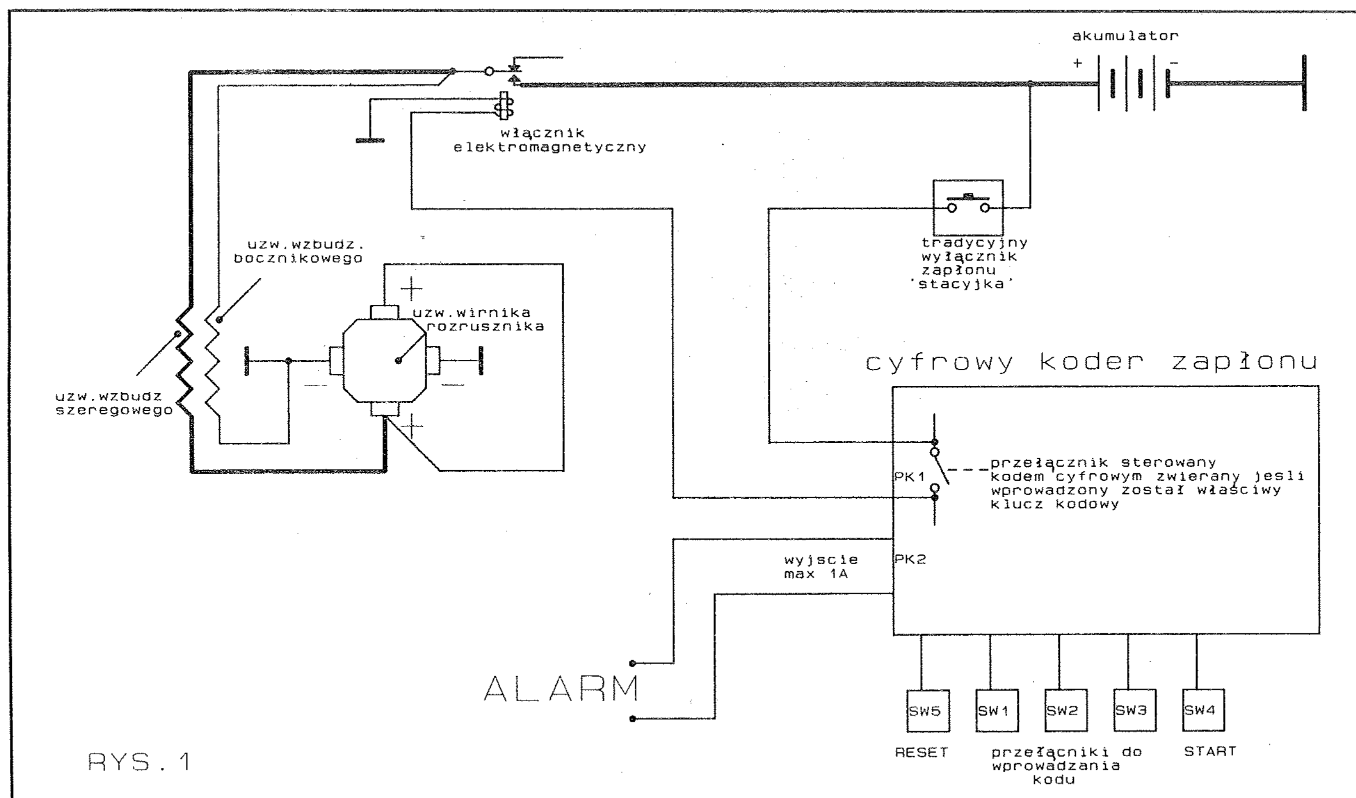
Jeśli tak, to następuje zwarcie styków PK1 na czas ustalony przez użytkownika (od 4-45 sek). W tym momencie możliwy jest rozruch silnika. Po tym czasie następna próba rozruchu musi być poprzedzona ponownym wprowadzeniem kodu-klucza.W przypadku gdy wprowadzony kod jest niewłaściwy następuje uruchomienie alarmu (zwarcie styków PK2). Próba uruchomienia silnika bez wprowadzenia kodu (przekręcenie kluczyka stacyjki) spowoduje natychmiastowe uruchomienie alarmu na czas ustalany przez użytkownika od 7-10 min.

W przypadku pomyłki wprowadzanego kodu należy wcisnąć przełącznik RESET i rozpocząć wprowadzanie od początku. Układ kodera zapłonu umożliwia kombinację 4096 możliwości wprowadzanych kodów-kluczy. Tak więc prawdopodobieństwo wprowadzenia właściwego kodu-klucza przez osobę niepowołaną jest praktycznie zerowe. Koder należy umieścić w ukrytym miejscu, a przełączniki wprowadzania kodu można np zabrać ze sobą (w sytuacji gdy układ zrealizowany będzie na dwóch płytkach połączonych dowolnym złączem).

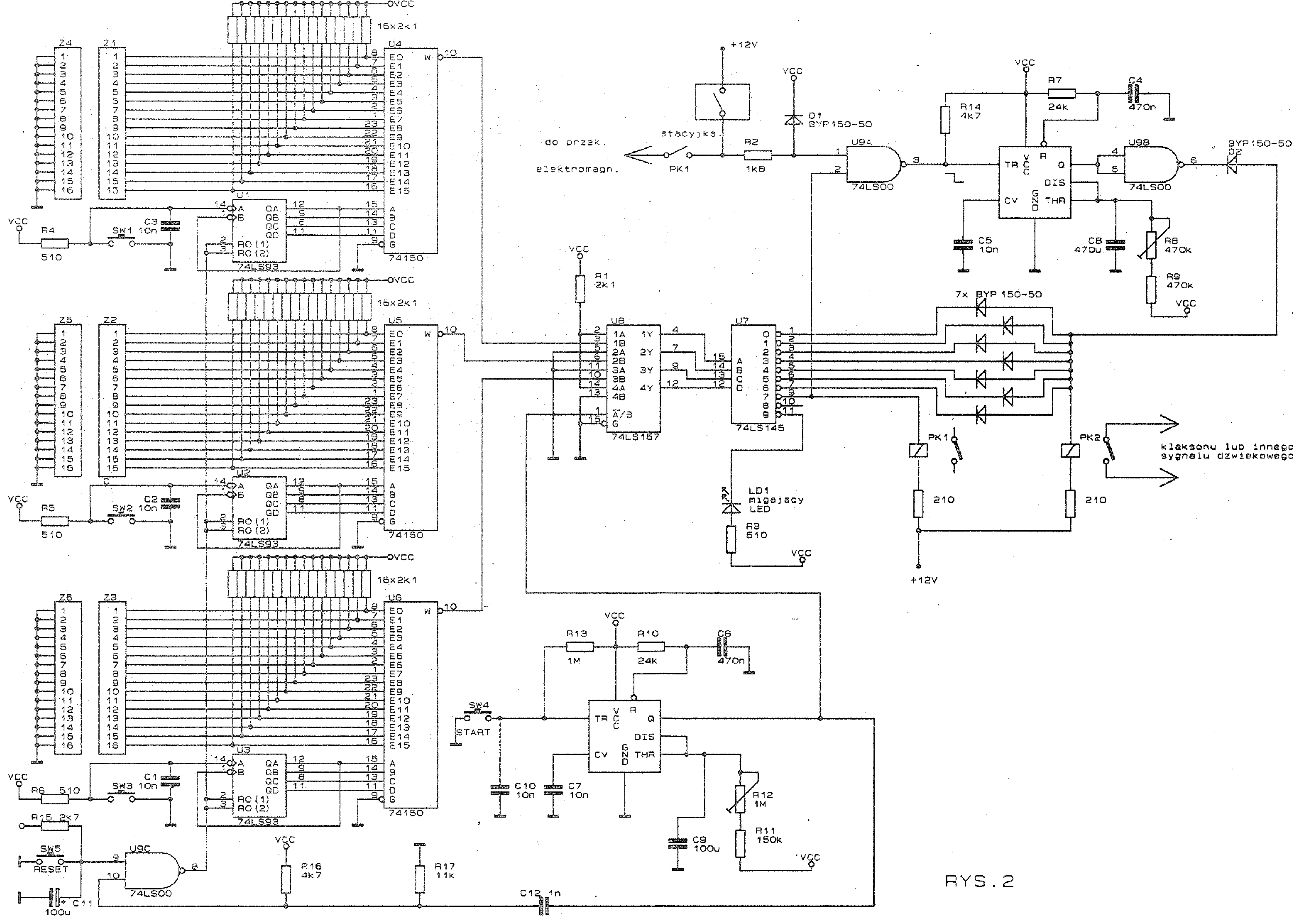
W skład układu kodera zapłonu wchodzą (RYS.2):

1. trzy liczniki 74LS93 (U1, U2, U3)
2. trzy pary złączy Z4-Z1, Z5-Z2, Z6-Z3, do ustalania klucza
3. pięć przełączników: SW1, SW2, SW3 - do wprowadzania kodu
   SW4 - RESET
   SW5 - START
4. trzy 16 wejściowe multipleksery/ selektory danych 74LS150 U4, U5.U6
5. jeden czterokrotny dwuwejściowy multiplekser/selektor danych 74LS157 U8
6. jeden dekoder kodu BCD z wyjściami OC 74145 U7 z układem diod BYP150-50 oraz dwoma przekaźnikami P1, P2 np. mini-przekaźniki V23042-A1003-B201 12V/1A firmy SIEMENS(lub kontaktronami)
7. dwa układy czasowe ULY7855 U10 i U11

c.d. opisu na str. 17



RYS. 1


74LS93
74150
16x2k1
74LS157
74LS145
74LS00
SW1
SW2
SW3
SW4 START
SW5 RESET
LD1 migajacy LED
7x BYP 150-50
D1 BYP150-50
BYP150-50 D2
PK1
PK2
stacyjka
do przek. elektromagn.
klaksonu lub innego sygnalu dzwiekowego
+12V
VCC
RYS. 2

Do układu wejść kodera dołączone są sygnały:

1. Zasilanie +12V (w opisie pominięto układ stabilizacji napięcia +5V)
2. Masa
3. 5 wejść przełączników switch
4. wejście od wyłącznika zapłonu (ze "stacyjki")

Wyjściami kodera są styki główne przekaźników:

1. Wyjście zezwalające na rozruch (styki PK1)
2. Wyjście "ALARM" (styki PK2)

Zasada działania

Po włączeniu zasilania następuje wyzerowanie 3 liczników U1, U2, U3, oraz dwóch układów czasowych U10 i U11. Stan niski na wejściu adresowym układu U8 przełączy stan wejść 1A, 2A, 3A, 4A na wyjście. Spowoduje to pojawienie się na wyjściu układu U8 kodu 09HEX doprowadzonego następnie do wejścia dekodera BCD U7. Zgodnie z tabelą stanów tego układu poziom niski osiągnie wyjście nr 9. Do wyjścia tego dołączony jest migający LED. Sygnalizuje on stan czuwania układu kodera.

Przełącznikami SW1, SW2, SW3 należy wprowadzić ustalony kod. Kolejne przełączanie switchów powoduje zwiększanie stanu liczników U1, U2, U3.

Wyjścia tych liczników są zarazem wejściami adresowymi 16 wejściowych multiplekserów/selektorów danych. Kolejne zwiększanie stanu licznika o jeden powoduje przełączanie na wyjście selektorów odpowiadających kolejnym licznikom stanu z wejść. Po ustaleniu pełnego kodu (za pomocą przełączników SW1, SW2, SW3), przy założeniu że został wprowadzony ten właściwy, na wyjściach trzech 16 wejściowych multiplekserów pojawi się stan wysoki. Można więc teraz zatwierdzić wprowadzony kod przełącznikiem SW4 START. Spowoduje to wyzwolenie układu czasowego U11 pracującego jako przerzutnik monostabilny.

Na wyjściu tego przerzutnika pojawi się stan wysoki. Czas trwania tego impulsu ustalany jest przez użytkownika rezystorem nastawnym R12 z zakresu 4-45 sek. Od stałej czasowej (R11+R12)*C9 zależy czas zezwolenia na dokonanie rozruchu silnika. Po tym czasie próba uruchomienia silnika musi być poprzedzona wprowadzeniem właściwego kodu. Stan wysoki na wyjściu układu czasowego powoduje przełączenie na wyjście U8 stanu wejść 1B, 2B, 3B, 4B. W zależności od stanu logicznego tych wejść, a więc wprowadzonego klucza kodowego następuje w układzie dekodera kodu BCD zezwolenie na uruchomienie silnika (kod został wprowadzony prawidłowo) lub wyzwolenie alarmu (zła sekwencja klucza kodowego). Funkcję dekodera kodu BCD na kod 1 z 10 pełni układ U7 UCY74 145 z wyjściami typu otwarty kolektor. Możliwe więc stało się bezpośrednie dołączenie przekaźników do wyjść układu U7.

Ustalenie klucza kodowego

Użytkownik może co jakiś czas indywidualnie ustalać postać klucza-kodu zezwalającego na uruchomienie jego samochodu. W tym celu wybiera on 3 liczby z zakresu 0-15 np. 8-14-2. Odpowiada to wybraniu następujących wejść 16 wejściowych multiplekserów /selektorów danych U4, U5, U6:
- wejście E8 układu U4
- wejście E14 układu U5
- wejście E2 układu U6.

Wybrane wejścia należy połączyć w odpowiednich parach złącz :
Z4-Z1 dla układu U4
Z5-Z2 dla układu U5
Z6-Z3 dla układu U6

Spowoduje to przypisanie ustalonym cyfrom kodu stanu logicznego zera. Pozostałe wejścia trzech multiplekserów /selektorów danych (U4, U5, U6) pozostawiamy w stanie logicznej jedynki.

Jedynie wybranie właściwego kodu spowoduje zadziałanie przekaźnika zezwalającego na uruchomienie rozruchu silnika. Układ cyfrowego kodera zapłonu wyzwala alarm w przypadku gdy następuje próba uruchomienia silnika bez wprowadzenia klucza-kodu, za pomocą kluczyka stacyjki bądź zwarcia z napięciem +12V.

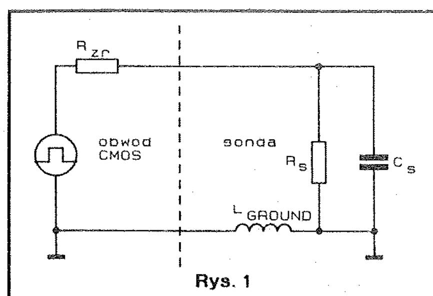
Wyjście z wyłącznika zapłonu doprowadzone jest za pośrednictwem układu diodowego do wejścia układu czasowego U10. Układ ten spełnia funkcję multiwibratora monostabilnego wyzwalanego pojawiającym się w momencie przekręcenia kluczyka stacyjki napięciem +12V. Jeśli nie nastąpiło wprowadzenie kodu i przełączenie switcha SW4 START pojawiająca się jedynka logiczna na wejściu bramki U9A wyzwala przerzutnik U10. Czas trwania impulsu ustala indywidualnie użytkownik rezystorem nastawnym R8. Stała czasowa (R8+R9)*C8 decyduje o czasie załączenia alarmu. Czas ten można regulować w zakresie od 7-10 min.

Wykorzystanie ukrytych wyłączników zapłonu z wprowadzanym kodem cyfrowym zabezpiecza w większym stopniu samochód przed kradzieżą. Niskie koszty wykonania urządzenia i prostota w obsłudze i montażu przemawiają za instalacją tego typu urządzeń.

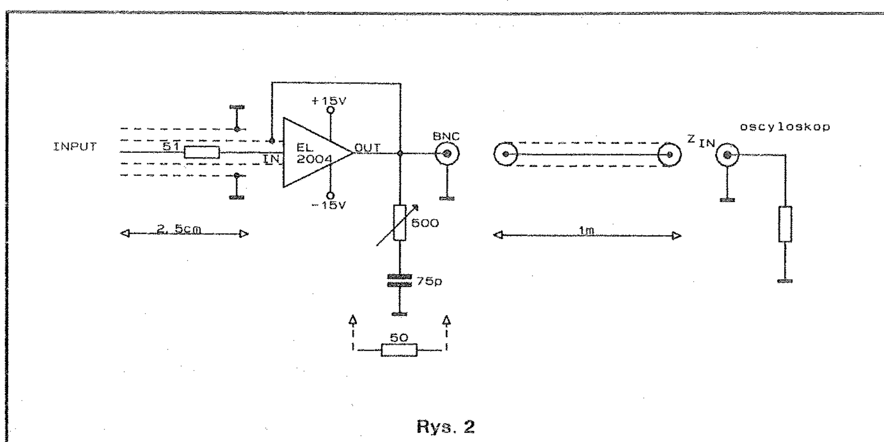
mgr inż. Dariusz Bieńkowski

Sondy pomiarowe

Każda sonda, czy to oscyloskopu, czy też analizatora stanów logicznych, wprowadza pewne zakłócenia w działaniu testowanego obwodu. Nie można ich wyeliminować, ale można je uwzględnić (Rys.1). Rezystancja sondy względem masy tworzy w połączeniu z rezystancją źródła sygnału dzielnik, który zmniejsza amplitudę sygnału. Pojemność sondy wraz z rezystancjami stanowi obwód RC. Stała czasowa tego obwodu będzie skracać czas narastania sygnału, a więc zwiększać szybkość narastania i wprowadzi opóźnienie w czasie przejścia między stanami. Stała czasowa układu RC wynosi w przybliżeniu 2.2RC. Stąd przy rezystancji wyjściowej 100Ω i pojemności sondy 8pF, faktyczny czas narastania nie może być krótszy niż ok. 2ns. Z drugiej strony, indukcyjność prowadzenia masy sondy tworzy z pojemnością jej, testowanego obwodu oraz pasożytniczymi pojemnościami płytki drukowanej obwód rezonansowy LC. Z reguły indukcyjność



Rys. 1



Rys. 2

prowadzenia masy sondy wynosi ok. 10nH/cm. Przy typowej pojemności sondy ok. 8pF i zaniedbaniu pozostałych, oraz długości przewodu masy ok. 10cm dostajemy częstotliwość rezonansową w przybliżeniu 178MHz. Dlatego sygnały z czasem narastania krótszym niż 1.9ns mogą wzmacniać drgania zakłócające.

Żeby uniknąć błędów w pomiarach przedziałów czasowych, pasmo obwodu oscyloskop-sonda musi być dostatecznie szerokie względem sygnału. Pozwoli to na dokładne jego odtworzenie. Zasady doboru są następujące. Czas narastania w układzie oscyloskop-sonda powinien być mniejszy niż 1/3 czasu narastania mierzonego sygnału, aby błąd pomiaru był nie większy niż 5% lub mniejszy niż 1/7, aby błąd był nie większy niż 1%. Po drugie, czas narastania i szerokość pasma spełniają przybliżone równanie:

czas narast.≈0.35/szer. pasma.

Na koniec, wypadkowy czas narastania równa się w przybliżeniu pierwiastkowi kwadratowemu z sumy kwadratów. Np. przy paśmie 1GHz oscyloskopu i sondy, daje to łączny czas narastania ok. 495ps. Dlatego takie połączenie może być użyte do pomiaru sygnału o rzeczywistym czasie narastania 1.5ns z błędem 5% lub 3.5ns z błędem 1%.

Sondy oscyloskopowe dzielą się na trzy rodzaje: niskoimpedancyjne dzielniki rezystorowe, skompensowane, wysokorezystancyjne bierne dzielniki, sondy aktywne. Dzielniki rezystorowe są wykonywane dla oscyloskopów o impedancji wejściowej 50Ω. Sonda zawiera zwykle szeregowy opornik z zakresu 450-950Ω. Kabel sondy stanowi 50Ω linię transmisyjną zakończoną wejściem oscyloskopu. Stąd pojawia się on jako czysto rezystancyjne 50Ω obciążenie sondy. Dlatego sondy wykonane jako dzielniki rezystorowe mają zastosowanie w szerokim zakresie częstotliwości, ograniczonym głównie pojemnością i indukcyjnością pasożytniczą rezystora szeregowego oraz własną obudową. Mają one najniższe pojemności własne oraz szerokie pasmo rzędu kilku GHz. Stanowią najlepszy wybór w pomiarach, gdzie najbardziej krytycznym parametrem są zależności czasowe.

Wadą natomiast tych sond jest duże obciążenie, jakie stanowią dla układów. Nie każdy obwód może wysterować 500 czy 1000Ω, nawet przy pomiarach względnie niskoimpedancyjnych obwodów, może ona powodować znaczące błędy amplitudowe. Używając tych sond należy mieć na uwadze, że mogą one zmienić poziomy polaryzacji i rozpływ prądów, co może zmienić zachowanie się obwodu. Najczęściej stosowane są sondy w postaci biernych skompensowanych dzielników rezystorowych. I to zarówno w przypadku oscyloskopów jak i analizatorów stanów logicznych. Zwykle 900kΩ rezystor w sondzie tworzy dzielnik 10:1 z 100kΩ rezystorem umieszczonym z drugiej strony kabla. Niekiedy dzielnik taki tworzą 9MΩ rezystor sondy i 1MΩ rezystancja wejściowa oscyloskopu. Aby osiągnąć płaską charakterystykę częstotliwościową trzeba mieć możliwość

Tabela 1

Producent	Model	Rezyst.	Pojemność	Pasmo
Dzielniki rezystorowe				
Hewlett-Packard - Tektronix	54006A 54006B P6150	1kΩ 500Ω 500Ω	0.25pF 0.25pF 0.15pF	6GHz 6GHz 9GHz
Bierne skompensowane dzielniki				
Hewlett-Packard - Tektronix - Fluke/Philips	1043A 10432A P6137 P6562 PM8929/391	1MΩ 10MΩ 10MΩ 10MΩ 10MΩ	6.5pF 7.5pF 10.8pF 10.3pF 12pF	500MHz 300MHz 400MHz 350MHz 325MHz
Sondy aktywne				
Hewlett-Packard - Tektronix - Fluke/Philips	54001A 54701A P6203 P6205 PM8943Q	100kΩ 100kΩ 10MΩ 1MΩ 1MΩ	2pF 0.6pF 2pF 2pF 3.5pF	1GHz 2.5GHz 1GHz 750MHz 650MHz
Analizatory stanów logicznych				
Hewlett-Packard - Tektronix Fluke/Philips	1650B 16510B 16515A/16A. 1230 PM3580	100kΩ 10kΩ 1MΩ 200kΩ	8pF 3pF 8pF 7pF	ND ND ND ND

ND - nie dotyczy

kompensacji pojemności kabla pomiarowego i pojemności wejściowej oscyloskopu, której dokładna wartość jest nieznana. Dlatego jeden z kondensatorów kompensujących musi być typu nastawnego.

Sondy tego typu mają najwyższą impedancję wejściową, ale tylko dla względnie niskich częstotliwości. Przy częstotliwości 2MHz, 8pF - pojemność stanowi 10kΩ - impedancję, a przy 100MHz tylko 200Ω. Stanowią również największe obciążenie pojemnościowe i mają najwęższe pasmo.

Sondy aktywne posiadają zwykle wzmacniacz buforujący. Steruje on 50Ω - kabel zakończony 50Ω - wejściem oscyloskopu. Stanowią one najlepszą kompromisową kombinację obciążenia rezystancyjnego i pojemnościowego oraz szerokości pasma. Wadą ich jest duży koszt, stosunkowo duże rozmiary, łatwość uszkodzenia. Należy więc posługiwać się nimi ostrożnie.

Można stwierdzić, że nie ma idealnej uniwersalnej sondy pomiarowej. Należy ją dobierać indywidualnie do każdego przypadku. Reprezentatywne przykłady każdego rodzaju sond przedstawia Tabela1.

Przykład aktywnej sondy pomiarowej

W większości przypadków 1 do 2-pF pojemność wejściowa i 10MΩ rezystancja FET-sondy jest w zupełności wystarczająca. Niekiedy jednak może być potrzebna bardzo wysoka wejściowa rezystancja wraz z dużą szybkością.

Rezygnując w pewnym stopniu z szybkości i pojemności wejściowej, w porównaniu z sondami komercyjnymi, można samemu skonstruować taką sondę.

Schemat ideowy przedstawia Rys.2. 350-MHz hybrydowy wzmacniacz FET (dowolny wzmacniacz FET o dostatecznym paśmie i szybkości narastania) pełni rolę bufora. W układzie tym szerokopasmowy wtórnik źródłowy FET steruje szybki bipolarny stopień wyjściowy. Szeregowy rezystor wejściowy 51Ω redukuje możliwość wzbudzania się wtórnika w stopniu wejściowym wzmacniacza w przypadku, gdy sonda "widzi" niską impedancję. Wyjście układu steruje ekran linii wejściowej, ograniczając efektywną pojemność wejściową do 4pF. Uziemiony ekran otacza ekran ochronny linii wejściowej, redukując możliwość łapania zakłóceń oraz tworzy wysokiej jakości połączenie z masą testowanego obwodu. Ewentualny opornik 50Ω na wyjściu polepsza dynamikę sygnału, ale za to tłumi jego amplitudę. Normalnie stosuje się regulowany tłumik RC dla optymalizacji odpowiedzi nietłumionego wyjścia. Zasilanie układu scalonego jest prowadzone osobnymi przewodami z zasilacza w oddzielnej obudowie.

mgr inż. Robert Krzysztofek

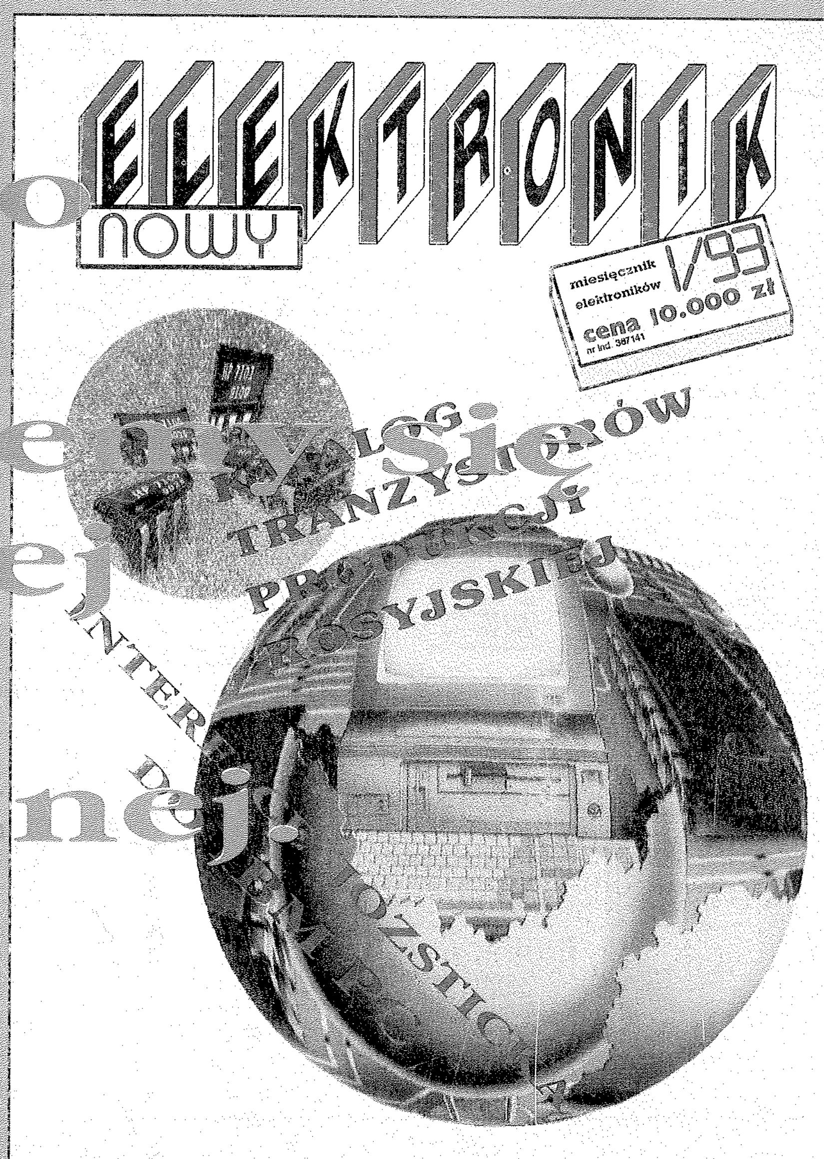
Opracowano na podstawie:
1. Tietze, Schenk - Układy półprzewodnikowe.
2. EDN 7/92, 21/91
3. The ABC's of probes - Tektronix Inc.

Spis artykułów - roczniki 90-92

Z okazji
zbliżającego się
NOWEGO ROKU
życzenia wszelkiej pomyślności
składa

**REDAKCJA
NOWEGO
ELEKTRONIKA**

Od
Nowego
Roku
ukazujemy się
w nowej
szacie
graficznej.



Zapraszamy do kiosków na terenie całego kraju.